

Ein einfaches Gunnelement-Ersatzschaltbild und seine Anwendung auf stabilisierte Oszillatoren im Millimeterwellenbereich

Michael Bischoff

Einleitung und Zusammenfassung

Die Berechnung von Zweipol-Oszillatoren bereitet meist erhebliche Schwierigkeiten. Dies liegt daran, daß Oszillatorschaltungen mit nichtlinearen entdämpfenden Elementen zu nichtlinearen Differentialgleichungen 2. Ordnung führen, für die im allgemeinen aber keine geschlossene Lösung existiert. Die Bestimmung der Schwingfrequenz und der belasteten Güte von Oszillatoren ist demgegenüber relativ einfach.

Wegen ihrer technischen Bedeutung sind Zweipol-Oszillatoren schon häufig Gegenstand von Untersuchungen gewesen ([1] bis [4]). Hier soll auf Gunn-Oszillatoren eingegangen werden. Diese werden im Millimeterwellenbereich häufig passiv stabilisiert. Dabei wird ein Teil der vom Oszillator abgegebenen Leistung an einem Resonator hoher Güte reflektiert.

Die vorliegende Arbeit zeigt, daß mit vertretbarem Aufwand und mit für die Praxis ausreichender Genauigkeit, die Berechnung von Gunn-Oszillatoren möglich ist. Dazu wird nach einer kurzen Einführung in die Berechnung von Zweipol-Oszillatoren, die durch eine kubische Strom/Spannungs-Kennlinie approximiert werden können, auf Gunn-Oszillatoren im Millimeterwellenbereich eingegangen. Für einen mit einem Reflexionsresonator stabilisierten Gunn-Oszillator wird ein einfaches Ersatzschaltbild aus vier Parametern angegeben und damit das Verhalten des Oszillators bei Variation seiner mechanischen Abmessungen untersucht, d. h. die Leistung, die Schwingfrequenz und die Güte berechnet. Die Entwurfsparameter werden variiert, um Empfindlichkeitsanalysen durchzuführen.

Zur Bestimmung der unbekanntenen, von Halbleiterherstellern häufig nicht angegebenen Ersatzelemente, wird das Gunnelement in einem Testoszillator durchgemessen. Nach einem numerischen Iterationsprozeß sind die unbekanntenen Ersatzelemente bekannt. Mit diesen Werten kann dann eine Dimensionierung des Gunn-Oszillators erfolgen.

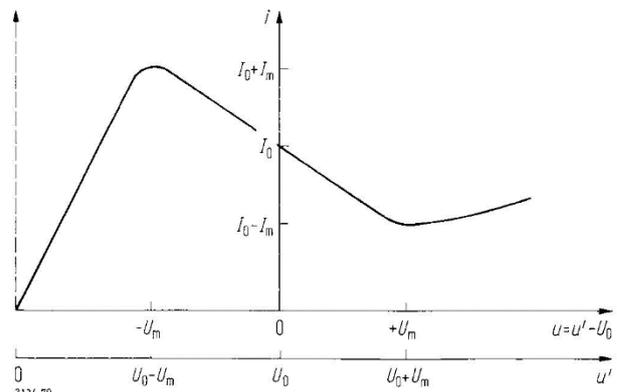
Die an dem hier vorgestellten vierparametrischen Modell berechneten Frequenz-, Leistungs- und Gütewerte konnten bei Messungen an nicht stabilisierten und mit Reflexionsresonatoren stabilisierten Gunn-Oszillatoren im Bereich um 60 GHz bestätigt werden.

1. Die Approximation der Gunnelement-Kennlinie

Zur Großsignalanalyse von Zweipol-Oszillatoren benötigt man die Kenntnis der Strom/Spannung-Kennlinie des den Oszillator entdämpfenden Elementes. Das Gunnelement mit seiner N -förmigen Strom/Spannung-Kennlinie (Figur 1) kann im Bereich der Knickpunkte näherungsweise durch ein Polynom dritten Grades beschrieben werden.

Zur Vereinfachung der notwendigen Rechnungen wird die Kennlinie $i = f(u)$ in die entsprechende Kennlinie $i = f(u)$ transformiert (Figur 1). Zur Approximation der Kennlinie des Gunnelementes wird folgendes Polynom dritten Grades angesetzt:

$$I = f(u) = a_0 + a_1u + a_3u^3 \quad (u = u' - U_0) \quad (1)$$



Figur 1:
Kennlinie eines Gunnelementes

Die unbekanntenen Koeffizienten a_i lassen sich mit Hilfe der folgenden Forderungen bestimmen:

$$\begin{aligned} i &= I_0 \quad \text{für } u = 0 \\ \frac{di}{du} &= -G_N \quad \text{für } u = 0 \\ \frac{di}{du} &= 0 \quad \text{für } u = \pm U_m \end{aligned} \quad (2)$$

Dieser Ansatz ermöglicht es, das Gunnelement im fallenden Teil der Strom/Spannung-Kennlinie in bekannter Weise durch einen negativen differentiellen Leitwert $-G_N$ zu beschreiben und führt zu der Kennlinie

$$i = f(u) = I_0 - u G_N + \frac{G_N}{3 U_m^2} u^3 \quad (3)$$

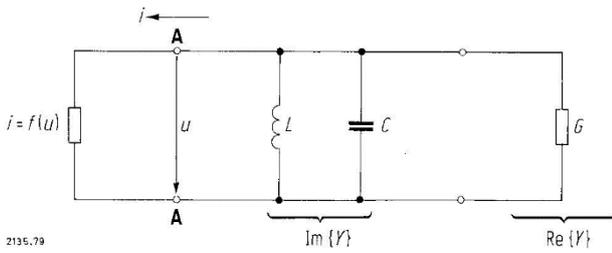
2. Leistungs-, Frequenz- und Güteberechnung von Zweipol-Oszillatoren

Der einfachste Oszillator besteht aus einem entdämpfenden nichtlinearen Bauelement mit negativer differentieller Leitfähigkeit, einem frequenzbestimmenden Schwingkreis (bestehend aus der Induktivität L und der Kapazität C) und dem belastenden Leitwert G (Bild 2). Im Punkt A ergibt sich folgende Knotengleichung

$$-i = \frac{1}{L} \int u dt + C \frac{du}{dt} + u G \quad (4)$$

Differenzieren nach der Zeit ergibt mit $\frac{di}{dt} = \frac{di}{du} \frac{du}{dt}$ folgende Differentialgleichung mit nichtkonstanten Koeffizienten:

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{G}{C} \left[1 + \frac{1}{G} \frac{di}{du} \right] \frac{du}{dt} + \frac{1}{LC} u = 0 \quad (5)$$



2135,79

Figur 2:
Ersatzschaltbild eines Zweipol-Oszillators

Mit den Abkürzungen

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{Kennfrequenz des Schwingkreises})$$

$$\delta(u) = \frac{G}{2C} \left[1 + \frac{1}{G} \frac{di}{du} \right] \quad (\text{Dämpfungsfaktor}) \quad (6a)$$

ergibt sich die sogenannte van der Pol'sche Differentialgleichung

$$\frac{d^2u}{dt^2} + 2\delta(u) \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0 \quad (6b)$$

Die Oszillatorgleichung (6b) enthält den aussteuerungsabhängigen Dämpfungsfaktor $\delta(u)$ und ist somit eine Differentialgleichung mit nichtkonstanten Koeffizienten. Zur näherungsweisen Lösung von (6b) kann folgender Ansatz gemacht werden:

$$u(t) = a(t) \sin \omega_0 t \quad (7)$$

Die zeitabhängige Amplitude $a(t)$ soll sich dabei im Vergleich zur Periodendauer der Schwingung ω_0 langsam ändern, wie man es bei einem Schwingkreis hoher Güte erwarten kann. Differenzieren von (7) nach der Zeit liefert

$$\begin{aligned} \frac{du}{dt} &= \frac{da}{dt} \sin \omega_0 t + a \omega_0 \cos \omega_0 t \approx a \omega_0 \cos \omega_0 t \\ \frac{d^2u}{dt^2} &= \frac{d^2a}{dt^2} \sin \omega_0 t + 2\omega_0 \frac{da}{dt} \cos \omega_0 t - a \omega_0^2 \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (8)$$

$$\frac{d^2u}{dt^2} \approx 2\omega_0 \frac{da}{dt} \cos \omega_0 t - a \omega_0^2 \sin \omega_0 t$$

Einsetzen dieser Beziehungen in die Differentialgleichung (6b) ergibt eine Gleichung für die Amplitude $a(t)$

$$\frac{da}{dt} + \delta a = 0 \quad (9)$$

Mit dem Dämpfungsfaktor δ nach Gl. (6a) folgt

$$\frac{da}{dt} + \left[\frac{G}{2C} + \frac{1}{2C} \frac{di}{du} \right] a = 0 \quad (10)$$

Einsetzen von (7) in (3) ergibt

$$i = f(u) = I_0 - G_N a \sin \omega_0 t + \frac{G_N}{3 U_m^2} a^3 \sin^3 \omega_0 t \quad (3b)$$

$$\text{mit} \quad \sin^3 x = \frac{1}{4} [3 \sin x - \sin 3x]$$

$$i = f(u) = I_0 - G_N a \sin \omega_0 t + \frac{G_N}{12 U_m^2} a^3 [3 \sin x - \sin 3x] \quad (3c)$$

Der Strom enthält also neben dem Gleichstrom und dem Wechselanteil der Grundwelle einen Wechselanteil der Kreisfrequenz $3\omega_0$ der sich aber (infolge der Dämpfung im Schwingkreis) am Lastwiderstand nicht bemerkbar macht

Die Steilheit des differentiellen Leitwertes der Grundwelle beträgt

$$\frac{di}{du} = -G_N \left[1 - \frac{a^2}{4 U_m^2} \right] \quad (11)$$

Somit ergibt sich dann für die zeitabhängige Amplitude $a(t)$ die Differentialgleichung

$$\frac{da}{dt} + \left[\frac{G}{2C} - \frac{G_N}{2C} \left(1 - \frac{a^2}{4 U_m^2} \right) \right] a = 0 \quad (12)$$

Sie läßt sich geschlossen integrieren und ergibt die Amplitudenabhängigkeit

$$a(t) = \frac{U_\infty^\Delta}{\sqrt{1+K} e^{-pt}} \quad (13)$$

$$\text{wobei} \quad U_\infty^\Delta = 2 U_m \sqrt{1 - \frac{G}{G_N}} \quad (14)$$

$$p = \frac{G_N}{C} \left(1 - \frac{G}{G_N} \right)$$

Die Integrationskonstante K kann nach den Anfangsbedingungen zur Zeit $t = 0$ festgelegt werden.

Die Lösung der Differentialgleichung (6b), d. h. die Spannung $u(t)$ des Oszillators am Lastleitwert G , ergibt sich mit der Amplitude $a(t)$ aus dem Lösungsansatz (7) zu

$$u(t) = \frac{U_\infty^\Delta}{\sqrt{1+K} e^{-pt}} \quad (15)$$

Man erkennt aus Gl. (15), daß es nur dann eine konstante Schwingungsamplitude $u(t)$ gibt, wenn der Exponent p positiv ist. Dann strebt nach einem Anschwingvorgang die Amplitude $U(t)$ gegen den stationären Grenzwert U_∞^Δ

$$\lim_{t \rightarrow \infty} U(t) = U_\infty^\Delta = 2 U_m \sqrt{1 - \frac{G}{G_N}} \quad (16)$$

Die Leistung, die an den Verbraucher G abgegeben wird, berechnet sich aus

$$P_{\text{Last}} = U_{\text{eff}}^2 G = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} 2 U_m \sqrt{1 - \frac{G}{G_N}} \right]^2 G \quad (17a)$$

$$P_{\text{Last}} = 2 G_N U_m^2 \frac{G}{G_N} \left(1 - \frac{G}{G_N} \right)$$

Die maximale Leistung ergibt sich aus

$$\frac{dP_{\text{Last}}}{d\left(\frac{G}{G_N}\right)} = 0 = 2 G_N U_m^2 \left[\left(1 - \frac{G}{G_N} \right) - \frac{G}{G_N} \right]$$

$$\text{also} \quad \frac{G}{G_N} = \frac{1}{2} \quad (17b)$$

$$P_{\text{Last max}} = \frac{1}{2} G_N U_m^2$$

Bei Normierung auf die maximale Leistung erhält man die an den Realteil des komplexen Verbrauchers Y , also $G = \text{Re}\{Y\}$ abgegebene Leistung aus der Beziehung

$$\frac{P_{\text{Last max}}}{P_{\text{max}}} = 4 \frac{\text{Re}\{Y\}}{G_N} \left(1 - \frac{\text{Re}\{Y\}}{G_N} \right) \quad (18)$$

Diese gilt nur für den Fall, daß das nichtlineare entdämpfende Element durch eine kubische Strom/Spannung-Kennlinie approximiert werden kann

Der Oszillator kann nur dann Leistung abgeben, wenn der Lastleitwert $G = \text{Re}\{Y\}$ zwischen folgenden Grenzen liegt:

$$0 \leq \text{Re}\{Y\} \leq G_N \quad (19)$$

Die Näherungslösung (15) der van der Pol'schen Differentialgleichung (6b) enthält die Schwingfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (20)$$

Diesen Wert der Schwingfrequenz entnimmt man auch der Zweipoltheorie: Für den komplexen Lastleitwert in Figur 2 gilt

$$Y = G + j \frac{\omega^2 LC - 1}{\omega L} \quad (21)$$

Nullsetzen des Imaginärteils ergibt sofort (20). Zur Berechnung der Schwingfrequenz ω_0 eines Oszillators muß also folgende Beziehung erfüllt sein:

$$\text{Im}\{Y\} = 0 \quad \text{für } \omega = \omega_0 \quad (22)$$

Zur Berechnung der Güte eines Oszillators wird hier von der Definition der Phasengüte Gebrauch gemacht:

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \frac{d\varphi}{d\omega} \quad \text{für } \omega = \omega_0 \quad (23)$$

Dabei ist φ die Phase der komplexen Zweipolfunktion Y

$$\varphi = \arctan \frac{\text{Im}\{Y\}}{\text{Re}\{Y\}} \quad (24)$$

Differenzieren der Phase ergibt den belasteten Gütefaktor des Oszillators zu

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \frac{d \text{Im}\{Y\}}{d\omega} \quad \text{für } \omega = \omega_0 \quad (25)$$

Der Gleichung (25) kann eine weitere Bedingung entnommen werden: Da die Güte Q eines belasteten Oszillators positiv sein muß und der Realteil des Leitwertes Y positiv ist, muß die Ableitung des Imaginärteils von Y auch positiv sein. Also

$$\frac{d \text{Im}\{Y\}}{d\omega} > 0 \quad (26)$$

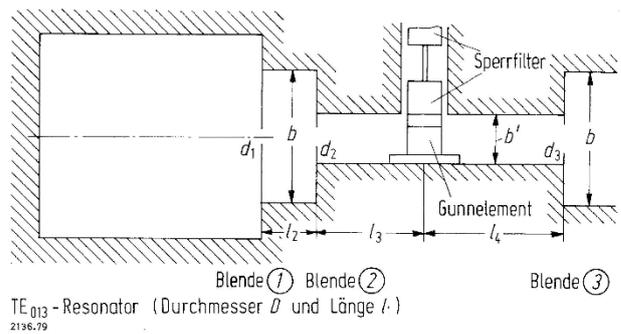
Physikalisch bedeutet ein Wert $\frac{d \text{Im}\{Y\}}{d\omega} < 0$, daß ein aus dem Rauschen anschwingender Oszillator wieder in seiner Amplitude auf Null zurückfällt.

Mit den hier angegebenen Beziehungen können den Entwicklungsingenieur interessierende Daten eines Zweipol-Oszillators berechnet werden. Die Schwingfrequenz ergibt sich dabei aus der Bedingung (22), wenn die Schwingbedingung (26) erfüllt ist. Die normierte Ausgangsleistung des Oszillators erhält man mit Gleichung (18). Der Realteil des Lastleitwertes Y muß dabei zwischen den in (19) angegebenen Grenzen liegen. Die belastete Güte des Oszillators ergibt sich mit Gleichung (25). Diese Beziehungen sollen im folgenden auf stabilisierte Gunn-Oszillatoren im Frequenzbereich um 60 GHz angewendet werden

3. Aufbau und Ersatzschaltbild eines stabilisierten Gunn-Oszillators

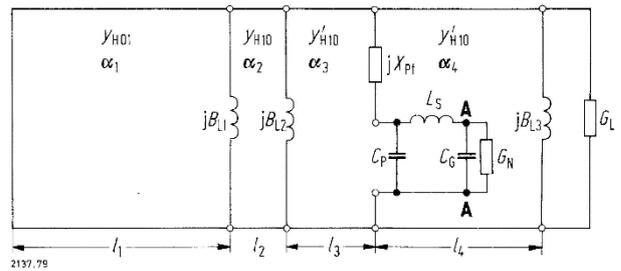
Von den drei Möglichkeiten der passiven Stabilisierung mit Reflexions-, Transmissions- oder Reaktions-Resonator (siehe [4]) wird hier die Stabilisierung mit einem Reflexions-Resonator gewählt (Figur 3). Diese Stabilisierungsart ergibt bei geringen Leistungsverlusten eine mittlere belastete Güte und einen großen Haltebereich.

Der Gunn-Oszillator wird im höhenreduzierten Hohlleiter der Hohlleiterhöhe b' aufgebaut. Im Abstand l_3 vom Gunnelement befindet sich eine Blende (2) mit kreisförmigem Lochdurch-



Figur 3:

Aufbau eines mit einem Reflexions-Resonator stabilisierten Gunn-Oszillators



Figur 4:

Ersatzschaltbild des stabilisierten Oszillators

messer d_2 . Diese Blende koppelt über den Hohlleiter der Höhe b und der Länge l_2 über die Blende (1) (Lochdurchmesser d_1) den Reflexions-Resonator an den Gunn-Oszillator an. Damit möglichst hohe Güte des Resonators erreicht wird, ist der angeregte Feldtyp eine TE_{01} -Welle. Der Resonator hat die Länge l_1 , und den Durchmesser D . Zur Auskopplung der Leistung an den Verbraucher befindet sich im Abstand l_4 vom Gunnelement eine weitere Blende (3) (d_3). Die Gleichstromzuführung zum Gunnelement erfolgt über eine konventionelle koaxiale Struktur, bestehend aus Elementen, die eine viertel Wellenlänge lang sind.

Das dem mechanischen Aufbau entsprechende elektrische Ersatzschaltbild des Oszillators zeigt Figur 4. Im Ersatzschaltbild werden die Hohlleiterelemente des Wellenleitwertes Y_H , der Länge l und der Dämpfungskonstanten α von Suszeptanzen B_L der induktiven Koppelblenden getrennt

Das koaxiale Sperrfilter ragt im allgemeinen etwas in den Hohlleiter hinein. Der sich dadurch ergebende Pfosten wurde in [5] allgemein berechnet. Das dort angegebene Ersatzschaltbild für den Pfosten kann für einen schmalen Frequenzbereich durch einen Serienschwingkreis jX_{Pf} ersetzt werden. Über die Pfosteninduktivität L_{Pf} und die Pfostenkapazität C_{Pf} wird dann das Gunnelement angeschlossen. Das Ersatzschaltbild des Gunnelementes besteht aus der Gehäusekapazität C_p , der Serieninduktivität L_S ; der Zuleitung, der Gunn-Kapazität C_G und dem differentiellen negativen Gunn-Leitwert $-G_N$

4. Die meßtechnische Bestimmung der Ersatzschaltbild-Elemente

Dieses Ersatzschaltbild des stabilisierten Gunn-Oszillators kann mit den im vorigen Abschnitt dargelegten Beziehungen analysiert werden. Dazu wird der Leitwert Y in der Ebene A-A des Gunnelementes berechnet (Figur 4 + Anhang). Zur Berechnung des Gunn-Oszillators werden die Daten der elektrischen Ersatzelemente des Ersatzschaltbildes benötigt

Aus den mechanischen Abmessungen Hohlleiterbreite a und Hohlleiterhöhe b bzw. b' lassen sich die Wellenleitwerte Y_{H10} bzw. Y'_{H10} nach [6] berechnen. Auch der Wellenleitwert Y_{H01}

im kreisförmigen Reflexionsresonator vom Durchmesser 0 ergibt sich, ebenso wie die Suszeptanzen $BL_{1,2,3}$ der Blenden (Koppellochdurchmesser $d_{2,3}$), aus den mechanischen Abmessungen, über Werte der Gehäusekapazität C_p und der Serieninduktivität L ; des Gunnelementes geben Datenblätter der Halbleiterhersteller Auskunft. Unbekannt sind im Ersatzschaltbild die Größen

- a) Pfosteninduktivität L_{Pf}
- b) Pfostenkapazität C_{Pf}
- c) Gunnelementkapazität C_G
- d) negativer Gunn-Leitwert $-G_N$

Um diese Werte zu erhalten, bietet sich folgender Weg an: Das zu vermessende Gunnelement wird in einen Testoszillator eingebaut. Dieser besteht nur aus dem reduzierten Hohlleiter der Höhe b' , Die Blende ② wird durch einen Kurzschluß (Lochdurchmesser $d_2 = 0$) ersetzt. Die Schwingfrequenz dieses einfachen Testoszillators hängt stark vom Lochdurchmesser d_3 , der Blende ③ ab, Durch Änderung der Suszeptanz BL_3 ändert sich die Resonanzfrequenz und durch unterschiedliche Anpassung der Last auch die Ausgangsleistung, Figur 5 zeigt Meßergebnisse für Frequenz f und Leistung P eines Gunnelementes im Testoszillator als Funktion des Koppellochdurchmessers d_3 .

Der Punkt der maximalen Leistungsabgabe P_{max} beim Wert des Durchmessers d_{30} wird als gewünschte Schwingfrequenz f_0 bezeichnet. Durch Variation der Blende ③ in den Grenzen $d_{31} < d_3 < d_{32}$ ergibt sich eine Frequenzvariation $f_1 > f > f_2$; Mit der Leistungsvariation, der Frequenzvariation und der Mittenfrequenz f_0 liegt eine Grundlage zur Ermittlung der unbekanntenen Ersatzgrößen vor.

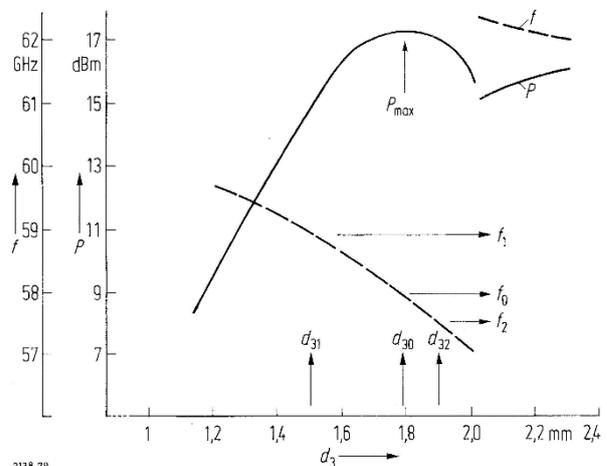
Zur Berechnung der Schwingfrequenz muß der Leitwert Y entsprechend Gleichung (22) Null sein, Diese Gleichung ist transzendent und deshalb wird das Ersatzschaltbild numerisch analysiert. Für unterschiedliche Werte des Ersatzschaltbildes werden Frequenz f und normierte Ausgangsleistung P/P_{max} berechnet, Durch Vergleich der gemessenen und gerechneten Frequenz- und Leistungsvariationen lassen sich dann die unbekanntenen Elemente des Ersatzschaltbildes bestimmen, In einem Iterationsprozeß werden durch Änderung der Größe der Ersatzschaltbild-Elemente die gerechneten Ergebnisse an die Meßergebnisse angepaßt

Nach diesem Iterationsprozeß ist das Ersatzschaltbild vollständig bekannt. Nun besteht die Möglichkeit, das Verhalten des Gunn-Oszillators bei geänderten Aufbau zu untersuchen.

fällt hier, Dies liegt daran, daß der Realteil des Lastleitwertes nicht die Bedingung (19) erfüllt. Der Realteil ist hier größer als der Gunn-Leitwert (in diesem Aufbau arbeitet der Oszillator als Reflexions-Verstärker).

Eine sehr häufig vorkommende Abstimmung der Frequenz ergibt sich mit Variation der Länge [3 zwischen Gunnelement und Kurzschluß, wie sie durch Verwendung eines variablen Kurzschlußschiebers möglich ist (Figur 7), Ein so aufgebaute Oszillator hat, wie man in Figur 7 erkennt, einen Abstimmbereich von 2,5 GHz (bei einem zugelassenen Leistungsabfall um -3 dB) und 1,3 GHz bei -1 dB: Interessant ist hierbei die auftretende Abstimmhysterese bei starker Verstimung des Oszillators, wie sie im Bereich $1,82 < (l_3/l_4) < 2,25$ beobachtet wird, Diese Hysterese beruht darauf, daß mehrere mögliche Schwingfrequenzen vorliegen, bei denen die notwendigen Schwingbedingungen erfüllt sind,

In den Figuren 6 und 7 ist neben der Frequenz und der Leistung auch die berechnete belastete Güte Q eines Oszillators eingetragen, Für den Fall der maximalen Leistungsauskopplung



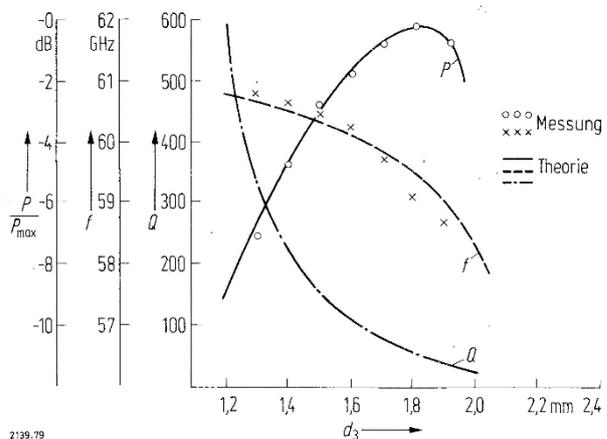
2138.79
Figur 5:
Meßergebnisse eines Gunnelementes in einem Testoszillator.
 $a = 3,099$ mm; $b = 1,549$ mm; $b' = 0,52$ mm; $l_3 = l_4 = 3,4$ mm; $d_2 = 0$ (Kurzschluß)

5. Ergebnisse

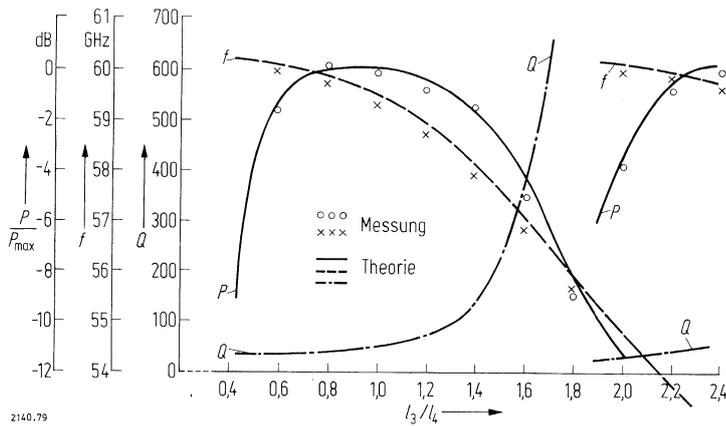
5.1 Verhalten des ungestabilisierten Gunn-Oszillators

Der Iterationsprozeß zur Bestimmung der unbekanntenen Ersatzschaltbild-Elemente ergab aus den Meßergebnissen (Figur 5) folgende Werte: Der Pfosten der Gleichstromzuführung wirkt bei diesem Oszillatorkaufbau (reduzierte Hohlleiterhöhe $b' = 0,52$ mm) vorwiegend kapazitiv ($L_{Pf} = 0$; $C_{Pf} = 0,15$ pF). Die Gunnelement-Kapazität beträgt $C_G = 0,28$ pF und der differentielle negative Gunn-Leitwert $G_N = 38$ mS.

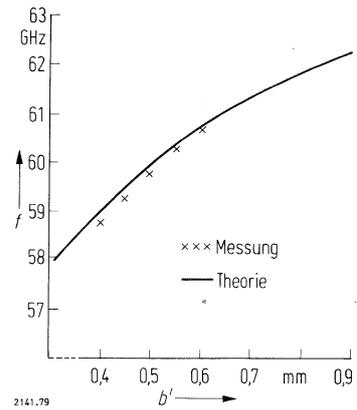
Um das Leistungsmaximum von $P_{max} = 17$ dBm bei $f = 58$ GHz im Testoszillator in den Bereich um 60 GHz zu bringen, wurde der Oszillator in seiner Gesamtlänge $l_3 + l_4$ von 6,8 mm auf 5,7 mm reduziert. Figur 6 zeigt die berechneten und gemessenen Ergebnisse für diesen Fall. Man erkennt eine für die Praxis ausreichende Übereinstimmung! Berechnungen und Testmessungen an mehreren Oszillatoren ergaben, daß die Frequenz auf etwa ± 1 % und die Leistung auf etwa ± 1 dB angegeben werden kann, Beim Vergleich der Figuren 5 und 6 erkennt man, daß der Oszillator der Gesamtlänge $l_3 + l_4 = 5,7$ mm nur im Bereich des Blendendurchmessers 1 mm $< d_3 < 2$ mm Leistung erzeugt. Der beim Testoszillator vorhandene Frequenz- und Leistungssprung für $d_3 > 2$ mm ent-



2139.79
Figur 6:
Frequenz f , normierte Leistung P/P_{max} und Güte Q als Funktion des Blendenlochdurchmessers d_3 .
 $l_3 = l_4 = 2,85$ mm; $L_1 = 0,08$ nH; $C_p = 0,09$ pF; $L_{Pf} = 0$; $C_{Pf} = 0,15$ pF; $C_G = 0,28$ pF; $G_N = 38$ mS; $d_2 = 0$



Figur 7:
 Frequenz f , normierte Leistung P/P_{\max} und Güte Q als Funktion des Kurzschlußschieberabstandes l_3 .
 $l_4 = 2,85 \text{ mm}$; $d_2 = 0$

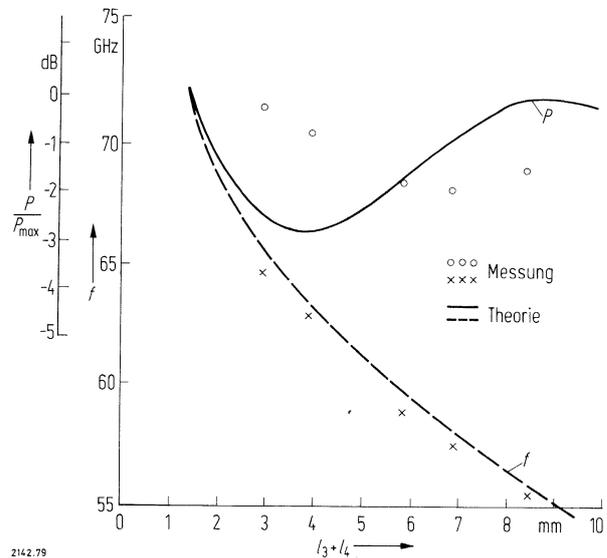


Figur 8:
 Frequenz f als Funktion der Resonatorhöhe b' .
 $l_1 = l_2 = 2,85 \text{ mm}$; $d_2 = 0$

ergibt sich die belastete Güte zu $Q = 50$. Dies stimmt gut mit den an mehreren Oszillatoren gemessenen Werten von $Q = 44$ bis 65 überein

Der Einfluß der Resonatorhöhe b' auf die Schwingfrequenz f ist in Figur 8 dargestellt. Mit Vergrößerung der Hohlleiterhöhe steigt die Schwingfrequenz des Oszillators. Dies liegt daran, daß bei größeren Hohlleiterhöhen die auf den Hohlleiterwellenleitwert normierten induktiven oder kapazitiven Blindelemente des Ersatzschaltbildes nicht so stark auf die Frequenz einwirken, weil ihre relative Größe dann geringer ist

Bei Variation der Gesamtlänge $l_3 + l_4$ ergibt sich das in Figur 9 gezeigte Verhalten der Frequenz und der normierten Leistung. Die Verkürzung der Gesamtlänge vergrößert die Schwingfrequenz. Die Meßwerte bestätigen diesen Verlauf in dem weiten Frequenzbereich 55 bis 65 GHz. Für einen sehr kurzen Resonator (Gesamtlänge $l_3 + l_4 = 0$) ergibt sich eine theoretische Schwingfrequenz von etwa 75 GHz. Bedingt durch den Einfluß der parasitären kapazitiven und induktiven Blindelemente im Oszillatorkaufbau kann ein so aufgebauter Oszillator nur bis etwa 70 GHz verwendet werden. Die normierte Leistung P/P_{\max} der Oszillatoren wird, wie man den Meßwerten entnehmen kann, nur bedingt richtig berechnet. Dieser Fehler von etwa 2 dB liegt daran, daß die negative differentielle Leitfähigkeit als frequenzunabhängig angenommen wird. Diese Bedingung ist im Millimeterwellenbereich aber nicht erfüllt.

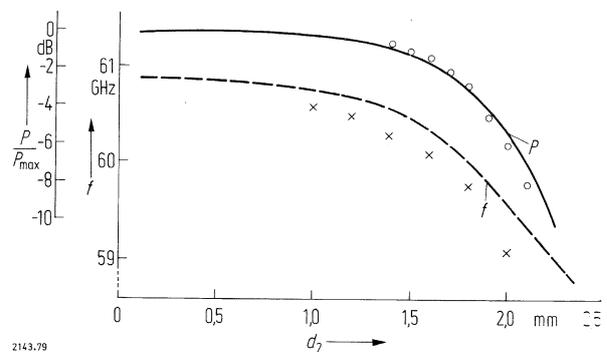


Figur 9:
 Frequenz f und normierte Leistung P/P_{\max} als Funktion der Gesamtlänge $l_3 + l_4$.
 $l_3 = l_4$; $b' = 0,52 \text{ mm}$; $d_3 = 1,6 \text{ mm}$; $d_2 = 0$

5.2 Ergebnisse beim stabilisierten Gunn-Oszillator

Die unstabilisierten Gunn-Oszillatoren im 60-GHz-Bereich sollen mit einem Reflexions-Resonator stabilisiert werden. Dazu muß Leistung an den Reflexions-Resonator abgegeben werden. Zu diesem Zweck wird die Blende ② mit dem Lochdurchmesser \tilde{d} variiert. Figur 10 zeigt gemessene und gerechnete Daten für Frequenz f und normierte Leistung P/P_{\max} als Funktion des Lochdurchmessers d_2 . Der Oszillator der Hohlleiterhöhe $b' = 0,65 \text{ mm}$ wird durch Variation der Blende ② unterschiedlich an die Last angekoppelt. Diese Last ist in diesem Fall ein Absorber (im Ersatzschaltbild ein stark verlustbehafteter Hohlleiter). Mit Vergrößerung des Blendenlochdurchmessers d_2 sinken die Schwingfrequenz und die normierte Leistung. Für $a = 1,8 \text{ mm}$ ergibt sich ein Leistungsabfall von 3 dB. In diesem Fall gelangt eine Hälfte der möglichen Ausgangsleistung in den Absorber. Die Schwingfrequenz beträgt in diesem Fall 60 GHz.

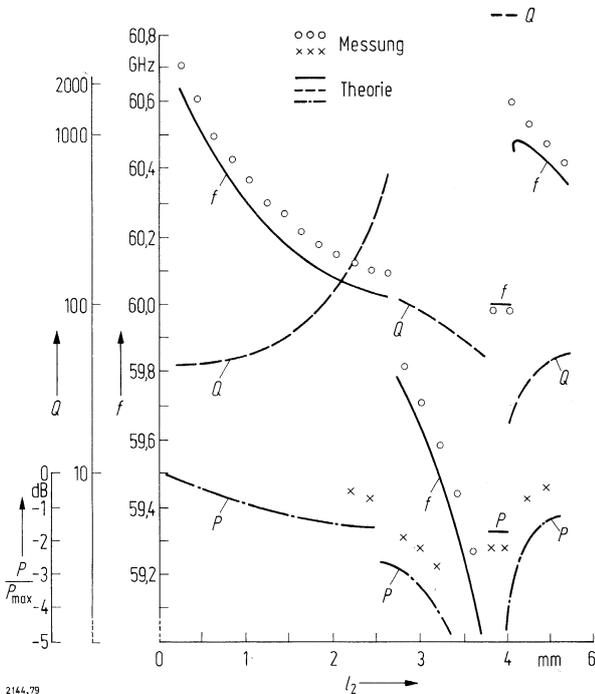
Wie man erkennt, erniedrigt die Blende ② die Schwingfrequenz des Oszillators. Damit bei gleichmäßiger Ankopplung der Last



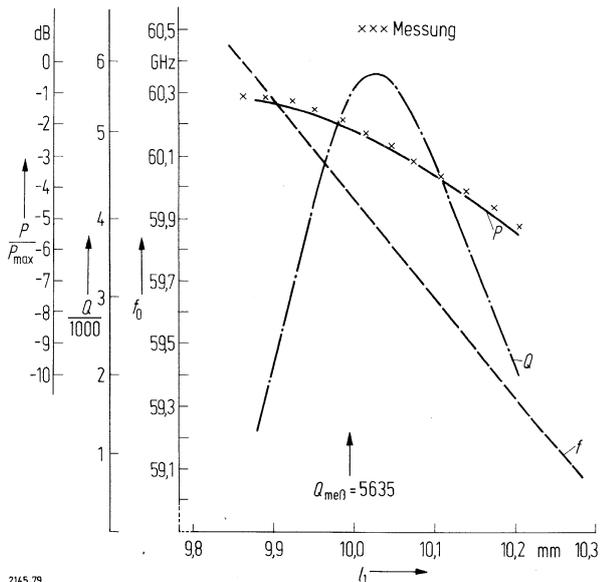
Figur 10:
 Frequenz f und normierte Leistung P/P_{\max} als Funktion des Blendenlochdurchmessers d_2 .
 $b' = 0,65 \text{ mm}$; $d_3 = 1,8 \text{ mm}$; $l_3 = l_4 = 2,85 \text{ mm}$

und des Absorbers (d. h. einem Leistungsabfall von 3 dB) die Schwingfrequenz bei $f=60$ GHz verbleibt, mußte die Hohlleiterhöhe von $b'=0,52$ mm auf $b'=0,65$ mm geändert werden.

Der ungestabilisierte Oszillator wird nun über ein Hohlleiterelement der Länge l_2 an den Reflexions-Resonator angeschlossen. Im Resonator der Länge $l_1 = 9,99$ mm und des Durchmessers $D = 9,2$ mm wird über die Blende ① ($d = 1,22$ mm) eine



2144.79
 Figur 11:
 Frequenz f , normierte Leistung P/P_{\max} und Güte Q als Funktion der Hohlleiterlänge l_2 .
 $l_1 = 9,99$ mm; $D = 9,2$ mm; $d_1 = 1,22$ mm; $\alpha_1 = 0,000015$ mm $^{-1}$; $\alpha_2 = 0,05$ mm $^{-1}$



2145.79
 Figur 12:
 Variation der Kurzschlußschieberlänge l_1 des Stabilisierungs-Resonators.
 $d_1 = 1,22$ mm; $l_2 = 3,9$ mm

TE013-Resonanz angeregt. Die gemessene Leerlaufgüte des Resonators beträgt $Q_u = 10500$. Figur 11 zeigt Frequenz, normierte Leistung und Güte als Funktion der Länge l_2 . Wie man erkennt, bestimmt die Länge l_2 wesentlich das Verhalten des Oszillators. Die Schwingfrequenz sinkt von 60,8 GHz bei $l_2 = 0$ auf 60,03 GHz für $l_2 = 2,7$ mm. Dann springt der Oszillator (bei weiterer Verlängerung auf $l_2 = 2,8$ mm) zum Wert $f = 59,8$ GHz. Im Bereich $2,8$ mm $< l_2 < 3,7$ mm ändert sich die Frequenz im Bereich $59,8$ GHz $> f > 59$ GHz. Für Längen l_2 im Bereich $3,8$ mm $< l_2 < 4$ mm beträgt die Frequenz des Oszillators konstant 60 GHz. In diesem Fall ergibt sich auch die hohe belastete Güte von $Q = 5500$. Nur für diesen Bereich der Länge l_2 kann man von einem stabilisierten Oszillator sprechen.

Die Länge $l_2 = 4$ mm ist dabei aber ein unsicherer Arbeitspunkt, denn es ist gleichzeitig noch eine Resonanz bei $f = 60,4$ GHz möglich. Zur Vermeidung derartiger unstabiler Arbeitspunkte wurde der Hohlleiter der Länge l_2 bedämpft. Ein so aufgebauter Oszillator hat bei 60 GHz die belastete Güte $Q = 5500$ bei einem Leistungsverlust von -2 dB. Praktische Messungen an mehreren Oszillatoren bestätigen diese Werte.

Um die exakte Frequenzeinstellung des stabilisierten Oszillators zu erleichtern, wird ein variabler Kurzschluß im Stabilisierungsresonator verwendet. Bei Variation der Länge l_1 ergeben sich die in Figur 12 gezeigten Ergebnisse. Die Frequenz des stabilisierten Oszillators folgt linear der Längenänderung. Die normierte Leistung fällt von $P/P_{\max} = -1$ dB bei $l_1 = 9,88$ mm auf $-5,5$ dB bei $l_1 = 10,20$ mm. Die Güte des Oszillators zeigt ein Maximum $Q = 5850$ bei $l_1 = 10,03$ mm. Der so aufgebaute Oszillator erreicht bei 60 GHz die belastete Güte $Q = 5500$, also nicht ganz den maximal möglichen Wert $Q = 5850$. Läßt man einen Güteverlust von beispielsweise 10% zu, so ergibt sich ein Abstimmbereich des stabilisierten Oszillators von $\Delta f = \pm 175$ MHz.

Ein wesentliches Kriterium für den Aufbau von stabilisierten Gunn-Oszillatoren im Millimeterwellen-Bereich ist die Frage der praktischen Realisierbarkeit. Das heißt: wie kritisch sind mechanische Toleranzen, die den praktischen Aufbau eines stabilisierten Oszillators erschweren würden? Figur 11 zeigte ja bereits bei Variation der Länge l_2 einen Bereich von 3,8 mm bis 4 mm, in dem der Oszillator stabilisiert war. Dabei war die Länge $l_2 = 4$ mm aber schon unsicher, denn dort lag eine weitere mögliche Schwingfrequenz $f=60,4$ GHz. Bei konstantem Koppellochdurchmesser d , folgt so ein Variationsbereich Δl_2 der Länge l_2 .

Figur 13 zeigt die normierte Leistung, die belastete Güte des stabilisierten Oszillators und den Variationsbereich Δl_2 der Länge als Funktion des Blendenlochdurchmessers d_1 des Stabilisierungsresonators. Der Variationsbereich Δl_2 gibt hier jenen Bereich der möglichen Länge l_2 an, in dem der stabilisierte Oszillator auf $f = 60$ GHz sicher anschwingt.

Für Koppellochdurchmesser $d_1 < 0,9$ mm besteht keine Möglichkeit, einen Oszillator zu stabilisieren. Für $d_1 = 0,9$ mm folgt die belastete Güte $Q = 18000$ bei $\Delta l_2 = 0$. Mit steigender Ankopplung ($d_1 > 0,9$) mm sinkt die belastete Güte des Oszillators, aber der Variationsbereich Δl_2 nimmt zu. Zwischen möglichst hoher belasteter Güte und der praktischen Realisierbarkeit muß ein Kompromiß geschlossen werden. Läßt man einen Bereich von $\Delta l_2 = 0,1$ mm zu, so ergeben sich Oszillatoren der belasteten Güte $Q = 5000$ bis 6000. Dabei beträgt der Leistungsverlust des Oszillators etwa -2 dB.

Bemerkenswert ist die Güteerhöhung bei kleiner Ankopplung auf Werte, die größer sind als die unbelastete Güte des Stabilisierungs-Resonators ($Q = 10500$). Dieser Effekt konnte auch an einem Oszillator gemessen werden. Seine belastete Güte war 13500. Beim praktischen Aufbau von mehreren stabilisierten Oszillatoren blieb das aber (aufgrund der kritischen Dimensionierung) ein Einzelfall.

Die zur Vermeidung von instabilen Arbeitspunkten notwendige Dämpfung α_2 , im Hohlleiter ② hat, wie man Figur 14 entnehmen kann, einen ähnlich großen Einfluß auf die praktische Realisierbarkeit. Bei zu geringer Dämpfungskonstante $\alpha_2 < 0,03 \text{ mm}^{-1}$ stellt sich kein eindeutiges Verhalten des stabilisierten Oszillators ein. Mit Erhöhung der Dämpfungskonstante auf $\alpha_2 = 0,03 \text{ mm}^{-1}$ erhält man einen stabilisierten Gunn-Oszillator der belasteten Güte 6300 bei 60 GHz. Aber erst mit steigender

Dämpfungskonstante α_2 kommt man zu praktisch realisierbaren Oszillatoren. Für sehr große Dämpfungen ergibt sich zwar ein großer Variationsbereich Δl_2 doch sinkt die belastete Güte des Oszillators stark. Auch hier muß wieder ein Kompromiß zwischen maximaler Güte und technischer Realisierbarkeit geschlossen werden: Für den Variationsbereich $\Delta l_2 = 0,1 \text{ mm}$ sollte eine Dämpfungskonstante von $\alpha_2 = 0,05 \text{ mm}^{-1}$ gewählt werden. Dann beträgt die belastete Güte der stabilisierten Oszillatoren etwa 5500.

N1 E32-Ulm
Eingang: 13.9.79

Die diesem Bericht zugrunde liegenden Arbeiten wurden mit Mitteln des Bundesministers für Forschung und Technologie gefördert. Der Bundesminister für Forschung und Technologie übernimmt keine Gewähr für die Richtigkeit, die Genauigkeit und Vollständigkeit der Angaben sowie für die Beachtung privater Rechte Dritter.

Anhang

Die Berechnung von Gunn-Oszillatoren erfordert neben der Kenntnis der elektrischen Ersatzelemente des Gunnelementes und der Pfostenelemente die folgenden Größen

Der Leitwert Y_{H10} eines Rechteck-Hohlleiters der Abmessungen $a \times b$, in dem sich eine H_{10} -Welle der Freiraumwellenlänge λ_0 und der Hohlleiterwellenlänge $\lambda_{z,10}$ ausbreitet, beträgt:

$$Y_{H10} = \frac{a}{b} \frac{\lambda_0}{\lambda_{z,10}} \frac{1}{Z_0} \quad (Z_0 = 376 \Omega) \quad (27)$$

Die Hohlleiterwellenlänge $\lambda_{z,10}$ berechnet sich mit der kritischen Wellenlänge $\lambda_{c,10} = 2a$ zu

$$\frac{1}{\lambda_{z,10}^2} = \frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_{c,10}^2} \quad (28)$$

Der Leitwert Y_{H01} eines Rundhohlleiters des Durchmessers D , in dem sich eine H_{01} -Welle ausbreitet, beträgt

$$Y_{H01} = \frac{\lambda_0}{\lambda_{z,01}} \frac{1}{Z_0} \quad (29)$$

Die Hohlleiterwellenlänge $\lambda_{z,10}$ ergibt sich analog zu Gleichung (28) mit Hilfe der kritischen Wellenlänge $\lambda_{c,01} = 0,82 D$ der H_{01} -Welle.

Der *Blendenleitwert* einer Blende mit dem Lochdurchmesser d zwischen den Rechteckhohlleitern der Abmessungen $a \times b$ und $a' \times b'$ ergibt sich aus

$$B = - \frac{3 a a' \lambda_0}{2 \pi d^3} \frac{1}{Z_0} \quad (30)$$

Der *Blendenleitwert* einer Blende zwischen einem Rechteckhohlleiter und einem Rundhohlleiter vom Durchmesser D , der mit seiner Mittelachse in horizontaler Richtung um den Abstand s gegenüber dem Rechteckhohlleiter ($a \times b$) versetzt ist, beträgt mit der Nullstelle $a'_{01} = 3,832$ der Besselfunktion $J_0(x)$

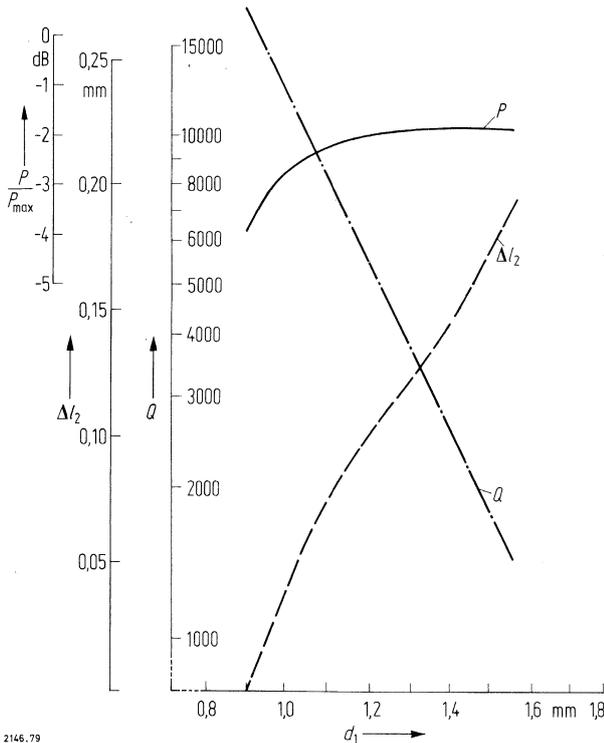
$$B = - \frac{3 a D \lambda_0}{4 \sqrt{\pi} d^3 Z_0} \frac{J_0(a'_{01})}{J_0(a'_{01} \frac{2s}{D})} \quad (31)$$

Die *Ausbreitungskonstante* γ setzt sich aus der Dämpfungskonstanten α und der Phasenkonstanten β zusammen

$$\gamma = \alpha + j \frac{2\pi}{\lambda_z} \quad (32)$$

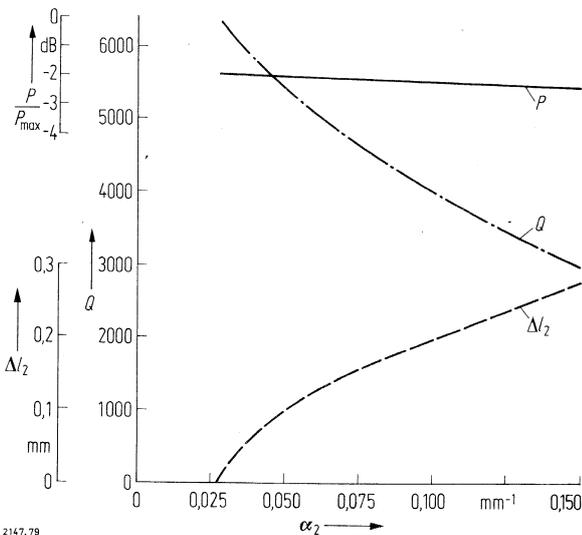
Der ideale Kurzschluß des Stabilisierungsresonators wird über die Länge l_1 transformiert und ergibt mit dem Blendenleitwert B_1

$$Y = \frac{Y_{H01}}{\tanh \gamma_1 l_1} + j B_1 \quad (33)$$



2146.79

Figur 13: Normierte Leistung P/P_{\max} , Güte Q und Variationsbereich Δl_2 als Funktion der Resonatorkopplung.



2147.79

Figur 14: Normierte Leistung P/P_{\max} , Güte Q und Variationsbereich Δl_2 bei Änderung der Dämpfungskonstanten α_2 .

Transformation über den Hohlleiter ② und Addition der Blende ② ergibt

$$Y_2 = Y_{H10} \frac{\frac{Y_1}{Y_{H10}} + \tanh \gamma_2 l_2}{1 + \frac{Y_1}{Y_{H10}} \tanh \gamma_2 l_2} + j B_2 \quad (34)$$

Die Länge l_3 transformiert diesen Leitwert in

$$Y_3 = Y'_{H10} \frac{\frac{Y_2}{Y'_{H10}} + \tanh \gamma_3 l_3}{1 + \frac{Y_2}{Y'_{H10}} \tanh \gamma_3 l_3} \quad (35)$$

Der Lastleitwert $Y_1 = G_L + jB_3$ ergibt nach Transformation über die Länge l_4

$$Y_4 = Y'_{H10} \frac{\frac{Y_L}{Y'_{H10}} + \tanh \gamma_4 l_4}{1 + \frac{Y_L}{Y'_{H10}} \tanh \gamma_4 l_4} \quad (36)$$

Die Addition der Pfostenreaktanzen ergibt

$$Z_5 = \frac{1}{Y_3 + Y_4} + j \left(\omega L_{Pf} - \frac{1}{\omega C_{Pf}} \right) \quad (37)$$

Mit der Gehäusekapazität des Gunnelements folgt

$$Y_6 = \frac{1}{Z_5} + j\omega C_{Pf} \quad (38)$$

Berücksichtigung der Serieninduktivität L_5 ergibt

$$Z_7 = \frac{1}{Y_6} + j\omega L_5 \quad (39)$$

Die Addition der Gunnelementkapazität C_G ergibt schließlich den gesamten Leitwert Y zu

$$Y = \frac{1}{Z_7} + j\omega C_G \quad (40)$$

Schrifttum

- [1] B. van der Pol: The nonlinear theory of electric oscillations. Proc. Inst. Radio Eng. 22 (1934), pp. 1051-1086
- [2] G. G. Landvogt: NTZ 22 (1969): Eine Verallgemeinerung des van der Pol'schen Oszillatormodells (S. 390-394)
Das elektrische Verhalten eines verallgemeinerten van der Pol'schen Oszillatormodells (S. 491-495)
- [3] K. Kurokawa: Some basic characteristics of broad band negative resistance oscillator circuits. Bell. Sys. J. (July 1969), pp. 1937-1955
- [4] J. D. Büchs und K. Schünemann: Zur Theorie passiv stabilisierter Mikrowellen-Oszillatoren. Wiss. Berichte AEG-TELEFUNKEN 49 (1976), S. 170-184
- [5] R. L. Eisenhart and P. J. Khan: Theoretical and Experimental Analysis of a Waveguide Mounting Structure. IEEE Trans. MTT-19 (1971), pp. 706-719
- [6] R. E. Collin: Grundlagen der Mikrowellentechnik. VEB Verlag Technik, Berlin (1951)